

| |
|------------------------------|
| <u>Title:</u> |
| <u>Derwent Title:</u> |
| <u>Country:</u> |
| <u>Kind:</u> |
| <u>Inventor:</u> |
| <u>Assignee:</u> |
| <u>Published / Filed:</u> |
| <u>Application Number:</u> |
| <u>PC Code:</u> |
| <u>Priority Number:</u> |
| <u>Abstract:</u> |
| <u>INPADOC Legal Status:</u> |
| <u>Designated Country:</u> |
| <u>Family:</u> |
| <u>Other Abstract Info:</u> |

JP10191636A2: THREE-PHASE MATRIX CONVERTER AND ITS OPERATING METHOD

Three-phase matrix-converter for single-stage conversion of AC voltages e.g. for speed-regulated industrial drives - uses four-segment switches as main switches each having resonance capacitance lying parallel to or replacing output capacitances
[Derwent Record]

JP Japan

A

BERNET STEFFEN;

ABB PATENT GMBH

[News, Profiles, Stocks and More about this company](#)

1998-07-21 / 1997-09-25

JP1997000260349

H02M 5/27;

1996-09-27 [DE1996019639773](#)

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce rated currents of three four quadrant switches of an additional auxiliary commutation element and a soft switch of an entire converter to rated current or less of a main switch by PWM controlling the quadrant switches and the soft switch by three resonant inductances.

SOLUTION: In the case of, for example, designing main switches S11, S12, S13, S21, S22, S23, S31, S32, S33 and auxiliary switches AS31, AS12, a 4-segment switch has two IGBT semiconductors T1, T2 and two reverse bias diodes D1, D2 so that the D1 and T1, and D2 and T2 are connected in parallel, and these two parallel circuits are connected in series. The two IGBT semiconductors and reverse bias diodes for forming the auxiliary switch AS can be designed by lower rated current than those of components used for the main switches.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

None Buy Now: [Family Legal Status Report](#)

AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE

[Show 7 known family members](#)

DERABS G98-181551

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-191636

(43)公開日 平成10年(1998)7月21日

(51)Int.Cl.⁶
H 02 M 5/27

識別記号

F I
H 02 M 5/27

E

審査請求 未請求 請求項の数9 OL (全11頁)

(21)出願番号 特願平9-260349

(71)出願人 591079203

アーベーベー・パテント・ゲーエムベーハ

一

ABB PATENT GESELLSC

HAFT MIT BESCHRANKT

ER HAFTUNG

ドイツ連邦共和国、デー - 6800 マン
ハイム、カルスタッタ・シュトラーセ

1

(72)発明者 シュテフェン・ベルネット

ドイツ連邦共和国、デー - 69245 バ

メンタル、イム・デゲン 14

(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外4名)

(31)優先権主張番号 19639773.1

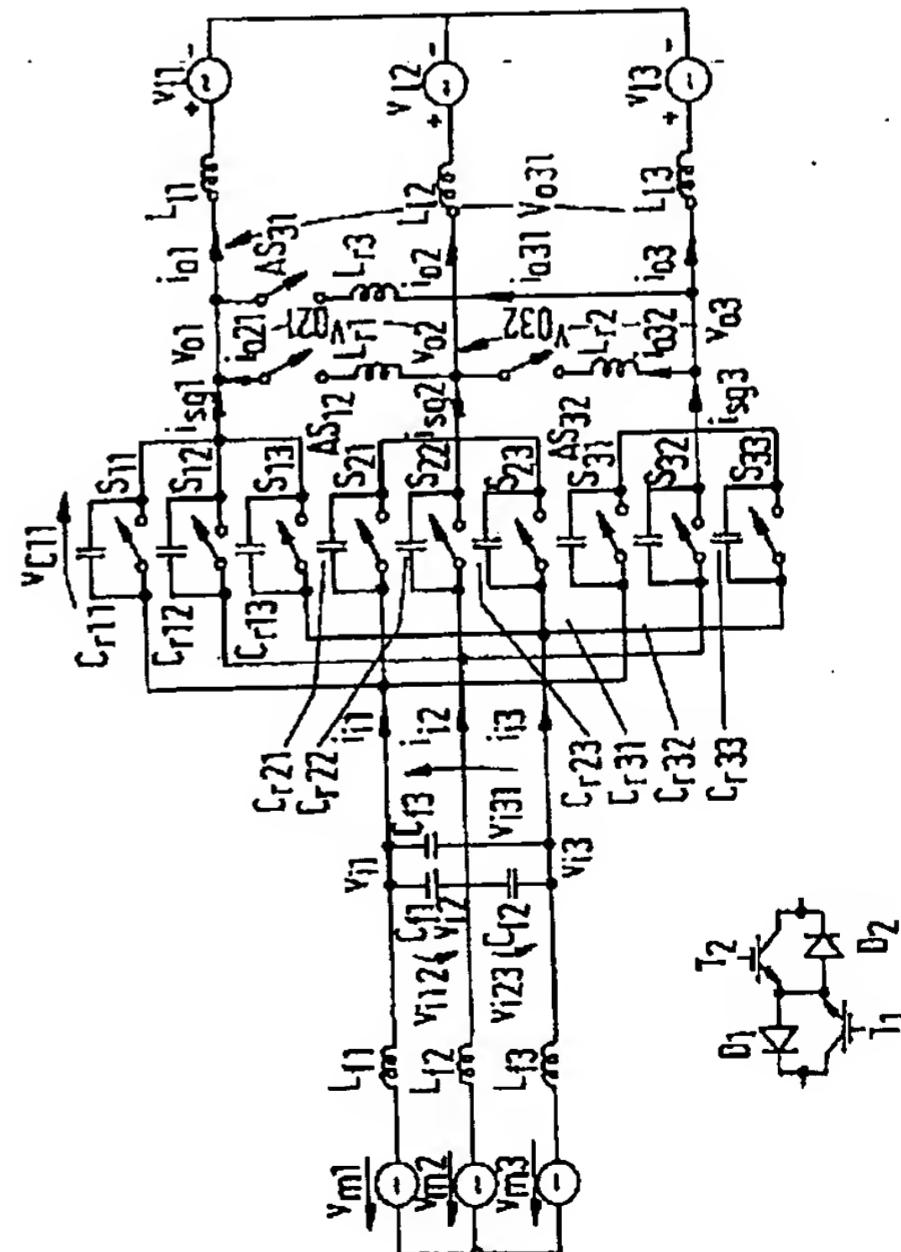
(32)優先日 1996年9月27日

(33)優先権主張国 ドイツ (DE)

(54)【発明の名称】 3相マトリクス・コンバータとその操作方法

(57)【要約】

予め定められた振幅および周波数を持つAC電圧を任意の振幅および周波数を持つAC電圧に変換する3相マトリクス・コンバータであり、3つのスイッチ・グループに組み合わされるメイン・スイッチ ($S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{31}, S_{32}, S_{33}$) として4セグメントのスイッチを有するコンバータを提供する。共鳴容量 ($C_{r11}, C_{r12}, C_{r13}, C_{r21}, C_{r22}, C_{r23}, C_{r31}, C_{r32}, C_{r33}$) がどんな場合にも、該メイン・スイッチと並列に接続されるか、または、該メイン・スイッチのパワー半導体の出力容量が共鳴容量として作用する。補助転流素子がどんな場合にも、4セグメント・スイッチとして設計された補助スイッチ (A_{32}, AS_{12}, AS_{31}) および、それと直列に接続された共鳴インダクタンス (L_{r3}, L_{r2}, L_{r1}) を有する該スイッチ・グループの3相出力接続部同士間に与えられている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】所定の振幅および周波数のAC電圧を任意の振幅および周波数のAC電圧に単段変換するための3相マトリクス・コンバータにおいて、3つのスイッチ・グループに組み合わされるメイン・スイッチ ($S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{31}, S_{32}, S_{33}$) として4セグメントのスイッチを有し、

各々のメイン・スイッチが、それと並列に接続された共鳴容量 ($C_{r11}, C_{r12}, C_{r13}, C_{r21}, C_{r22}, C_{r23}, C_{r31}, C_{r32}, C_{r33}$) を個別に持つかまたは、その替わりに、該メイン・スイッチのパワー半導体の出力容量が共鳴容量として作用し； ここにおいて、補助転流素子が、4セグメント・スイッチとして設計された補助スイッチ ($AS_{31}, AS_{32}, AS_{12}$) およびそれと直列に接続された共鳴インダクタンス (L_{r3}, L_{r2}, L_{r1}) を持つ、該スイッチ・グループの3相出力接続部同士間に与えられている； ことを特徴とする3相マトリクス・コンバータ。

【請求項2】逆バイアス・ダイオード (D_1, D_2) を持つIGBT半導体 (T_1, T_2) を直列接続した2つの並列回路が各場合において、メイン・スイッチおよび/または補助スイッチとして与えられていることを特徴とする、請求項1に記載の3相マトリクス・コンバータ。

【請求項3】ターンオフ可能な並列接続された2つのGTOサイリスタが各場合において、メイン・スイッチとして与えられ、さらに、ターンオフ可能な2つの並列GTOサイリスタ、または高速サイリスタが補助スイッチ内に与えられていることを特徴とする、請求項1に記載の3相マトリクス・コンバータ。

【請求項4】逆バイアス・ダイオードを持つ非対称GTOを直列接続した2つの並列回路が各場合において、メイン・スイッチおよび/または補助スイッチとして与えられていることを特徴とする、請求項1に記載の3相マトリクス・コンバータ。タ。

【請求項5】ひとつのスイッチ・グループのスイッチング・シーケンスが、2つの容量性転流動作および1つの誘導性転流動作が発生するように、入力電圧インターバル（1から6）および、出力電流 (i_{o1} から i_{o3}) の極性の関数として選択され； 該パルス・パターンが、該スイッチング周波数 (f_s) の周期持続時間 (T_s) 每に該複数の誘導性転流動作が同時に発生するように選択され； 該自然誘導性転流動作が、該メイン・スイッチを能動的にスイッチングするプロセス以前に該メイン・スイッチによって該電流 ($i_{sg1}, i_{sg2}, i_{sg3}$) の極性を変化させることによって該補助転流素子の助けによつて容量性転流動作に変成される； ことを特徴とする、請求項1に記載の3相マトリクス・コンバータの操作法。

【請求項6】最大の値を持つ縦続入力電圧 ($V_{i12}, V_{i23}, V_{i13}$) が、該変成された誘導性転流動作のため

の転流電圧として常に用いられることを特徴とする、請求項5に記載の3相マトリクス・コンバータの操作方法。

【請求項7】初期にオン状態である該3つのメイン・スイッチの最短デューティ比を持つ該スイッチ・グループが、3つのスイッチ・グループすべての中で該転流動作を始動することを特徴とする、請求項5および/または6に記載の3相マトリクス・コンバータの操作方法。

【請求項8】該スイッチング・シーケンスが、該二つの容量性の非変成転流動作が最初に発生し、さらに、該スイッチング周波数の該周期持続時間の最後で該変成転流動作が発生するように、選択されることを特徴とする、請求項5および/または6に記載の3相マトリクス・コンバータの操作方法。

【請求項9】該転流動作の該変成が、互いに逆の極性の出力電流 (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) を持つ該スイッチ・グループの該3相出力位相同士間に接続されている該補助転流素子の2つの補助スイッチを用いて常に実行されることを特徴とする、請求項5乃至8のいずれかに記載の3相マトリクス・コンバータの操作方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、請求の項1に記載の特徴部分以前の文節による3相マトリクス・コンバータおよびその動作方法に関する。本発明は、例えば、同期モータまたは非同期モータを使用して速度制御される工業用駆動素子に用いられる。

【0002】

【従来の技術】特定の予め定められた振幅および予め定められた周波数を持つ3相AC電圧を可変振幅および可変周波数の3相AC電圧に単段電力変換するための3相マトリクス・コンバータは、DC中間回路を持つハード・スイッチング・コンバータおよびソフト・スイッチング・コンバータに代わる代替物である（例えば、1988年のIEEE-PESCの議事録の1284-1291頁、ベルチュルニとアレシナの「9スイッチ式直接PWM式AC/ACコンバータの真性振幅制限値と最適設計」を参照のこと）。ここで、ハード・スイッチング・コンバータおよびソフト・スイッチング・コンバータという用語は、そのスイッチング・プロセス（転流プロセス）中、それぞれ比較的大きいまたは少ない電力損失が発生するコンバータを意味する。マトリクス・コンバータのさらなる発展の特徴は、空間ベクトル変調の実行、フィールド方位を持つ駆動装置中のマトリクス・コンバータの使用および必要な4象限スイッチ中での複数の逆ターンオフIGBTの使用にある。

【0003】マトリクス・コンバータは、従来のハード・スイッチングPWM整流器/DC中間回路/インバータ構造体にたいしてさまざまな長所を持つが、その理由は、例えば、その単段電力変換のおかげで、マトリクス

・コンバータは中間回路中でなんら容量を必要としないからである。その上、マトリクス・コンバータの転流電圧はDC中間回路付きの従来のコンバータの転流電圧よりかなり低いので、DC中間回路付きの相当構造体よりも電力損失が低い。DC中間回路付きのコンバータは24のパワー半導体（例えば、12のIGBTおよび12のダイオード）しか必要とせず、マトリクス・コンバータは36の半導体（例えば、18のIGBTおよび18のダイオード）を必要とする。しかし双方のコンバータを搭載した合計のスイッチ容量は一般に同一である。この理由は、マトリクス・コンバータ中のスイッチの定格電流を1/3に減少させることができるからである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、実質的なスイッチング損失によって、例えばIGBTを使用する場合、ハード・スイッチング・コンバータによる最大スイッチング周波数は、中間電力範囲で約10kHzから25kHzまでに制限される。GTO、IGBT、MCTのような高電圧パワー半導体部品の場合は、立ち下がり時間およびすそ引き時間が大きいので、高電力分野に応用した場合は、この影響がさらに悪化し、フィルタ部品が非常にかさばって高価なものとなるかまたは負荷として使用される駆動装置中のモータ損失が高くなるかする。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明は、高電力密度および高効率を持ち高スイッチング周波数を可能とする最初に述べたタイプの3相マトリクス・コンバータを特定するという目的に基づいている。さらに、本発明はその動作方法を特定する意図を持つ。

【0006】マトリクス・コンバータについては、本目的は、本発明によって、特徴部分以前の文節における特徴に関して、そして請求項1に記載の特徴部分において特定された特徴によって達成される。本方法についての、操作に関する解決は請求項5に記載されている。本発明によって達成される長所は特に、本発明による3相準共鳴マトリクス・コンバータが、中及び高スイッチング周波数で、ハード・スイッチング・マトリクス・コンバータよりかなり低いスイッチング損失および全損失を達成する点にある。特殊なパルス・パターンおよび追加の補助転流素子が用いられるが、この追加の補助転流素子は、コンバータ全体のソフト・スイッチングおよびPWM制御を可能にする3つの4象限スイッチおよび3つの共鳴インダクタンスを有する。その結果、マトリクス・コンバータのメイン・スイッチをゼロ電圧スイッチ（ZVS）として動作させ、補助転流素子の補助スイッチをゼロ電流スイッチ（ZCS）として動作させると本発明の長所が生かされる。補助スイッチは非常に短い電流パルスを導通させるだけなので、これらのスイッチの定格電流はメイン・スイッチの定格電流以下に減少させ

ることが可能である。本発明による準共鳴マトリクス・コンバータは、高電力の応用のために、ハードおよびソフトのスイッチングPWM整流器/DC中間回路/インバータ構造体に代替する長所がある。

【0007】

【発明の実施の形態】図面に示された典型的な実施例を参照して以下において、本発明を説明する。図1に、3相準共鳴マトリクス・コンバータの回路構成を示す。主電源位相中にそれぞれフィルタ・インダクタンス L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} および位相間にそれぞれフィルタ容量 C_{f1} 、 C_{f2} 、 C_{f3} を持つ3相フィルタが、 V_{m1} 、 V_{m2} 、 V_{m3} の主電源電圧を持つ3相主電源に一方の側で接続され、他方の側では、マトリクス・コンバータの3つのそれぞれの3相スイッチ・グループに接続されている。主電源星形点に関して、3つのスイッチ・グループの入力電圧は V_{i11} 、 V_{i22} 、 V_{i33} （ v_i と総称される）であり、総続入力電圧は V_{i12} 、 V_{i23} 、 V_{i31} である。該スイッチ・グループの入力電流は、 i_{i11} 、 i_{i22} 、 i_{i33} と呼ばれる。

【0008】第1のスイッチ・グループは、入力側の主電源位相に互いが接続されている3つのメイン・スイッチ（ S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} ）から成る。共鳴キャパシタ C_{r11} 、 C_{r12} 、 C_{r13} はメイン・スイッチに並列に接続されている。スイッチ電圧（=共鳴容量の両端に印加される電圧）は、 V_{c11} 、 V_{c12} 、 V_{c13} （幾つかは図示されていない）である。メイン・スイッチ S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} の出力は互いに接続され、共通出力を通じて流れるスイッチ・グループ電流は i_{sg1} と呼ばれ、この第1のスイッチ・グループの出力電圧は V_{o1} と呼ばれる。

【0009】第2のスイッチ・グループも同様に、入力側では主電源の位相に互いに接続されている3つのメイン・スイッチ S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} から成る。共鳴容量 C_{r21} 、 C_{r22} 、 C_{r23} は、メイン・スイッチと並列に接続されている。メイン・スイッチ S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} の出力は互いに接続され、共通出力を通じて流れるスイッチ・グループ電流は i_{sg2} と呼ばれ、この第2のスイッチ・グループの出力電圧は V_{o2} と呼ばれる。スイッチ電圧は V_{c21} 、 V_{c22} 、 V_{c23} （図示されていない）である。

【0010】第3のスイッチ・グループもまた、各々が主電源の位相に接続されている3つのメイン・スイッチ S_{31} 、 S_{32} 、 S_{33} を持っている。共鳴容量 C_{r31} 、 C_{r32} 、 C_{r33} はこのメイン・スイッチと並列に接続されている。メイン・スイッチ S_{31} 、 S_{32} 、 S_{33} の出力は互いに接続され、共通出力を通じて流れるスイッチ・グループ電流は i_{sg3} と呼ばれ、この第3のスイッチ・グループの出力電圧は V_{o3} と呼ばれる。スイッチ電圧は V_{c31} 、 V_{c32} 、 V_{c33} （図示されていない）である。

【0011】第1および第3のスイッチ・グループの出力は、直列接続された共鳴インダクタンス L_{r3} を持つ補助転流素子の補助スイッチ AS_{31} を介して互いに接続可

能である。この補助転流素子を流れる電流は i_{a31} と呼ばれる。

【0012】第1および第2のスイッチ・グループの出力は、直列接続された L_{r1} を持つ補助転流素子の補助スイッチ AS₁₂ を介して互いに接続可能である。この補助転流素子を流れる電流は i_{a21} と呼ばれる。

【0013】第2および第3のスイッチ・グループの出力は、直列接続された L_{r2} を持つ補助転流素子の補助スイッチ AS₃₂ を介して互いに接続可能である。この補助転流素子を流れる電流は i_{a32} と呼ばれる。

【0014】補助転流素子の両端の電圧は、 V_{o21} , V_{o32} , V_{o31} と呼ばれる。

【0015】補助転流素子の3つのスイッチ・グループへの接続点は3相マトリクス・コンバータの負荷接続を形成し、これを通じて出力電流 i_{o1} , i_{o2} , i_{o3} がそれぞれ流れる（出力パラメータは通常は0と指定される）。負荷インダクタンスはそれぞれ L_{i1} , L_{i2} , L_{i3} である。

【0016】共鳴容量 C_{r11} から C_{r33} および共鳴インダクタンス L_{r1} から L_{r3} の双方は同一の値であることが望ましい。メイン・スイッチのパワー半導体の出力容量が充分に大きい場合、共鳴容量はなくてもよい。

【0017】図1の左側部分は、例として、メイン・スイッチ（4セグメント・スイッチ） S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{21} , S_{22} , S_{23} , S_{31} , S_{32} , S_{33} (総称S) および補助スイッチ（4セグメント・スイッチ） AS₃₁ , AS₁₂ , AS₃₂ (総称AS) の設計を示す図である。同図から分かるように、4セグメント・スイッチは、2つのIGBT半導体 T_1 および T_2 ならびに2つの逆バイアス・ダイオード D_1 および D_2 から成り、 D_1 および T_1 ならびに D_2 および T_2 は双方ともそれぞれ並列に接続され、この2つの並列回路が直列に接続されている。補助スイッチASを形成するためのこの2つのIGBT半導体および逆バイアス・ダイオードは、メイン・スイッチ用に使用される部品よりも低い定格電流で設計可能である。

【0018】この代わりに、この4セグメントのメイン・スイッチSを、能動素子（GTO、MOSFET、バイポーラ・トランジスタ、MCTなど）や、必要に応じてダイオードとしてオフされ得る他のパワー半導体部品に搭載してもよい。これと逆に、別法として、補助スイッチASを、能動素子（サイリスタ、GTO、MCT、MMOSFET、バイポーラ・トランジスタなど）や、必要に応じてダイオードとしてオンされ得るパワー半導体部品を使用して実現してもよい。とくに高電力領域においては、オン・オフ可能な2つのGTOやメイン・スイッチ中でオフ可能であり定格電流を減少させる2つの高速サイリスタと同様に、メイン・スイッチ中でオフ可能な12個のGTOを用いることが可能である。これら2つのGTOサイリスタおよび2つの高速サイリスタは

それぞれ並列に接続されている。

【0019】ハード・スイッチング・コンバータの1出力相における、1スイッチグループ中のあるスイッチから別のスイッチへの電流の転流は、図2の等価回路を用いて簡単に説明可能である。この等価回路には、 $L_{cmin/2}$ 、スイッチSC1、スイッチSC2および $L_{cmin/2}$ が直列回路を成していて、これに対して転流電圧 V_c が印加されている。 $C_{cmin/2}$ は各々のスイッチと並列に接続されている。負荷のための結線は2つのスイッチの接続点に接続されている。この等価回路中では、負荷電流 i_L はモータ相電流を表し、転流電圧 V_c は入力部に印加される有効縦続(concatenated)電圧を表し、ハード・スイッチング・マトリクス・コンバータの転流インダクタンスの最小値 L_{cmin} および転流容量の最小値 C_{cmin} はそれぞれ、回路の寄生インダクタンスおよびパワー半導体の出力容量である。

【0020】転流動作を、負荷（モータ）が消費する電力に基づいて2つの基本的なタイプに分類することが可能である。いわゆる誘導性転流（能動的なスイッチングオン・プロセスを用いた自然転流）と容量性転流（能動的なスイッチングオフ・プロセスを用いた強制転流）である。電圧 V_c および電流 i_L が正でスイッチSC2がオンされると、スイッチSC1を能動的にスイッチングするだけで誘導性転流動作が開始される。スイッチSC1に印加される全電圧は事実上低下するので、スイッチオンされつつあるこのスイッチ（IGBT）中のスイッチングオン損失はかなりのものであり、したがってこのスイッチング・プロセスはハードであると呼ばれる。転流動作は、逆電流ショッピング中にスイッチSC2を受動的にスイッチオフすることで完了される。

【0021】スイッチSC1がスイッチオンされ、転流電圧 V_c と負荷電流 i_L の双方が正である場合、容量性転流動作は、スイッチSC1を能動的にスイッチオフするだけで達成可能である。転流インダクタンス L_c および転流容量 C_c はそれぞれ最小値 L_{cmin} および C_{cmin} であるので、スイッチSC1に印加される電圧 V_{sc1} は上昇し、スイッチSC2に印加される電圧 V_{sc2} は低下し、ついにはスイッチSC2はゼロ電圧で受動的にオフする。電流転流はこの時までは開始不可能であり、このプロセスによって、スイッチングオフしているスイッチ（IGBT）内でスイッチングオフ損失が発生する。したがって、このような容量性転流動作を能動的にスイッチングオフするプロセスもまた、ハード・スイッチング・プロセスである。

【0022】転流電圧（縦続入力電圧）と負荷電流（1つの位相におけるモータ電流）は双方は、マトリクス・コンバータの動作中にその極性を変化し、メイン・スイッチはすべて、順方向逆方向共にターンオフ可能であり、さらに双方向に導電性を持つスイッチ（4象限スイッチ）でなければならない。

【0023】高スイッチング損失は、本発明による準共鳴マトリクス・コンバータをハード・スイッチング・マトリクス・コンバータの代わりに使用すれば減少する。本発明によるマトリクス・コンバータにおいて、マトリクス・コンバータ内のメイン・スイッチ同士間での転流動作だけが容量性であるということは、長所である。その結果、これらのスイッチはゼロ電圧スイッチとして動作される長所があり、このスイッチングオフ・プロセスは、転流容量を増加させること（転流容量 $C_c > C_{cmin}$ 、転流インダクタンス $L_c = L_{cmin}$ ）によって負荷を軽減できる。これと逆に、補助スイッチは誘導性スイッチング・プロセスだけを実行するが、このプロセスは転流インダクタンスを増加させること（転流インダクタンス $L_c > L_{cmin}$ 、転流容量 $C_c = C_{cmin}$ ）によって負荷を軽減される。したがって、これらのスイッチはゼロ電流スイッチとして動作する長所がある。1988年のIEEE-PESCの議事録1284-1291頁のベンチュリニとアレシナによる「9スイッチ式直接 PWM式AC/ACコンバータの真性振幅の制限値と最適設計」によれば、調整可能率を持つ正弦波電流を保証し最大可能電圧変成比が0.866であるマトリクス・コンバータの制御原則が引き出される。この基本的なアルゴリズムは4象限スイッチのデューティ比を支配するだけなので、ハード・スイッチング・マトリクス・コンバータ内で最適なパルス・パターン（能動素子のスイッチング・シーケンス）を選択することが常に可能である。本発明による準共鳴マトリクス・コンバータの場合、このスイッチング・シーケンスは補助転流素子の動作によって支配される。もしも、対照的な入力電圧を仮定すると、

$$V_{i1} = V_i \cdot \cos(\omega_i t + \theta_i)$$

$$V_{i2} = V_i \cdot \cos(\omega_i t + \theta_i - 120^\circ)$$

$$V_{i3} = V_i \cdot \cos(\omega_i t + \theta_i + 120^\circ)$$

ここで、主電源の角周波数は、

$$\omega_i = 2 \cdot \pi \cdot f_i = 2 \cdot \pi / T_i$$

（なお、上記「・」は大きい黒丸の標記を代替するものである、以下同様）

【0024】 V_i = 振幅、 θ_i = シフト角度、 f_i = 主電源周波数、 T_i = 主電源周期持続時間（period duration）（入力パラメータは i で総称される）とすると、3相電圧システムによって6の60度電圧インターバル1、2、3、4、5、6が定義されるが、このインターバル中、3つの縦続入力電圧 V_{i12} 、 V_{i23} 、 V_{i31} の内のいずれの極性も変化しない。これらの6つの電圧インターバルを、 V_{i1} 、 V_{i2} 、 V_{i3} および V_{i12} 、 V_{i23} 、 V_{i31} の波形を用いて図3に示す。 $\theta_i = 0$ 度の場合、電圧インターバルは次のようになる：

$$\text{電圧インターバル1 : } 0^\circ \leq \omega_i t \leq 60^\circ$$

$$\text{電圧インターバル2 : } 60^\circ \leq \omega_i t \leq 120^\circ$$

$$\text{電圧インターバル3 : } 120^\circ \leq \omega_i t \leq 180^\circ$$

$$\text{電圧インターバル4 : } 180^\circ \leq \omega_i t \leq 240^\circ$$

$$\text{電圧インターバル5 : } 240^\circ \leq \omega_i t \leq 300^\circ$$

$$\text{電圧インターバル6 : } 300^\circ \leq \omega_i t \leq 360^\circ$$

【0025】図4の表中、スイッチング・シーケンスはFが付けば「順方向」のことであり ($S_{11} \rightarrow S_{12} \rightarrow S_{13} \rightarrow S_{11}$ 方向および $S_{31} \rightarrow S_{32} \rightarrow S_{33} \rightarrow S_{31}$ 方向の転流)、Bが付けば「逆方向」のことである ($S_{11} \rightarrow S_{13} \rightarrow S_{12} \rightarrow S_{11}$ 方向および $S_{31} \rightarrow S_{33} \rightarrow S_{32} \rightarrow S_{31}$ の方向の転流)。ARCP転流動作はaと指定され、自然容量性転流動作 (ZVS) はcと指定される。変数Xは出力電流 i_{ox} 用に用いられ、主電源スイッチ S_{x1} 、 S_{x2} 、 S_{x3} は値1、2、3、...を取ると仮定してよい。

【0026】図4に示すパルス・パターン表は、スイッチング周波数 f_s の各々の周期持続時間 (period duration) T_s 間における2つの容量性転流動作および一旦はARCP転流動作 (ARCP=Auxiliary Resonant Commutated Pole communication operation) を可能とするスイッチングシーケンスが常に存在することを示す。ARCP転流動作は、1つまたは2つの補助転流素子を用いて容量性転流動作に変成された(transformed) 誘導性転流動作である。この変成は、メイン・スイッチ中での能動スイッチング・プロセスに先だってスイッチ電流の極性を変更する補助転流素子によって達成される。もしもこの出力電流の極性が変化しなければ、スイッチング・シーケンスは電圧インターバルが60度変化する毎に逆転される。もしも、対称的出力電流を仮定すると、

$$i_{o1} = i_o \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o)$$

$$i_{o2} = i_o \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o - 120^\circ)$$

$$i_{o3} = i_o \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o + 120^\circ)$$

ここで、 i_o = 振幅、

ω_o = 出力角周波数

θ_o = 出力シフト角度

【0027】同一の極性の出力電流 i_{ox} ($x = 1, 2, 3$) を持つスイッチ・グループは常に、さらなるスイッチ・グループと反対のスイッチング・シーケンスを持つ。さらに、ARCP転流動作の転流電圧は常に、最大の値を持つ縦続された入力電圧である。

【0028】これは、本発明による準共鳴マトリクス・コンバータの設計および操作方法をかなり簡略化する極めて長所を持つ特徴であることが以下の説明から明かであろう。しかしながら、3つのスイッチ・グループすべてにおいてARCP転流を用いると、図4の表にリストアップされたスイッチング・シーケンスを使用する必要があるだけでなく、スイッチング周波数各々の周期持続時間 T_s 間において3つのスイッチ・グループに3つのARCP転流動作を同期させる必要がある。もしもこの表に記されているパルス・パターン（スイッチング・シーケンス）を用いると、例えば、最初にオンであった3つ

のスイッチの内の最短のデューティ比を持つスイッチ・グループ（各々のグループに1つ）が、3つのグループすべてでARCP転流動作を始動する。それより長いデューティ比を持つスイッチ・グループの残余のデューティ比の要素は、スイッチング周波数の周期持続時間 T_s の最後で実行される。

【0029】しかしながら、もし図4の表に示すスイッチング・シーケンスの最初の状態が、最初に2つの容量性転流動作が実行され、次に、周期持続時間 T_s の最後においても3つのスイッチ・グループのARCP転流動作の同期をとることが可能となる。提案されている双方のパルス・パターンが、転流動作の2/3を容量的に実行し、たった1/3をARCP転流動作として実行するので、これらは、原則として、転流動作の50%を誘導的に実行し、残りの50%を容量的に実行するハード・スイッチング・マトリクス・コンバータ用の従来のスイッチ・パターンとは実質的に異なる。

【0030】上述のパルス・パターンを入力電圧の6つの電圧インターバルの各々で用いた場合、スイッチング周波数の周期持続時間 T_s 毎の各々のスイッチ・グループに2つの容量性転流動作および1つのARCP転流動作が存在する。その結果、マトリクス・コンバータのすべてのメイン・スイッチ S_{11} から S_{33} が排他的能動的にスイッチオフし、ゼロ電圧で受動的にスイッチオフする（すなわち、これらはゼロ電圧スイッチ（ZVS）である）。同様に、補助スイッチ AS_{12} , AS_{32} , AS_{31} すべてが、逆電流チョッピングで受動的にスイッチオフする（すなわち、これらはゼロ電流スイッチ（ZCS）である）。

ここで、 $L_r = L_{r3}$ または L_{r2} である。

【0034】この電流上昇は、補助転流素子に印加される正の電圧 $V_{o31} = V_{o32} = V_{i12}$ によるものである。

$$\begin{aligned} i_{sg1} &= i_{o1} - i_{a31} \\ i_{sg2} &= i_{o2} - i_{a32} \\ i_{sg3} &= i_{o3} + i_{a31} + i_{a32} \end{aligned}$$

電流 i_{sg1} の極性は変化し、時点 t_1 でその負のブースト電流 $-i_b$ に達する。

【0035】インターバル(3) ($t_1 \leq t \leq t_2$; 時点 t_1 で S_{12} がスイッチングオフされ、 t_2 で S_{11} がスイッチングオンされる。) : インタバール(3)は t_1 で開始され、その時スイッチ S_{12} が能動的にスイッチングオフされる。電流 i_{sg1} は第1スイッチ・グループ

である)。

【0031】以下に、スイッチ電流の極性を変化させることによって、自然誘導性転流を容量性転流に変成させるARCP転流原理を説明する。説明を簡略化するために、縦続入力電圧 V_{i12} , V_{i23} , V_{i31} および出力電流 i_{o1} , i_{o2} , i_{o3} は転流動作間で一定であると仮定する。さらに、これらのスイッチは理想的なものであると仮定する。本発明による準共鳴マトリクス・コンバータは、第6番目の電圧インターバルで操作されることを意図するものであり、その意図は、出力電流が $i_{o1} > 0$, $i_{o2} > 0$, $i_{o3} < 0$ の場合の図4の表に示すパルス・パターンを使用することである。図5に、次に示す個々のインターバル(1), (2), (3), (4), (5), (6), (7), (8), (9)に結果としてなるARCP転流の電流波形(i_{sg1} , i_{sg2} , i_{sg3} , i_{a32} , i_{a31})を示す。

【0032】インターバル(1) ($t < 0$) : インタバール(1)において、準共鳴マトリクス・コンバータは図5に示す初期位置で動作する。メイン・スイッチ S_{12} , S_{22} , S_{31} は出力電流 i_{o1} , i_{o2} , i_{o3} をそれぞれ導通させ、補助スイッチ AS はすべて開成状態にある。

【0033】インターバル(2) ($0 \leq t \leq t_1$; 補助スイッチ AS_{32} および AS_{31} は $t = 0$ でオンとなり、メイン・スイッチ S_{12} は $t = t_1$ でオフとなる) : インタバール(2)は、補助スイッチ AS_{32} と AS_{31} を同時にスイッチングオンさせることによって開始される。補助転流パス中の電流は次式にしたがって線形的に増加する: $i_{a31} = i_{a32} = |V_{i12}| \cdot t / L_r$

(4)

次に示すスイッチ・グループ電流の絶対値は減少する:

(5)

の3つの並列容量中に転流し、共鳴インダクタンス L_{r3} で発振プロセス中、その電荷を逆転させる。第1スイッチ・グループおよび補助スイッチ AS_{31} 中のピーク電流はそれぞれ次の値に達する:

【0036】

【数式1】

$$i_{a31}(t_2) \approx i_{o1} + i_b + \frac{|V_{i12}|}{\sqrt{\frac{L_r}{3 \cdot C_r}}},$$

(6)

$$i_{sg1}(t_2) \approx -i_b - \frac{|V_{i12}|}{\sqrt{\frac{L_r}{3 \cdot C_r}}},$$

ここで、 $C_r = C_{r11}$ または C_{r12}
ただし、 i_b が小さい ($i_b \approx 0$) という条件付きであ
る。メイン・スイッチ S_{11} は、スイッチ電圧 0 で、時点
 t_2 において受動的にスイッチオンする。

【0037】インターバル (4) ($t_2 \leq t \leq t_3$; t_2 で S_{11} がスイッチオンされ、 t_3 で S_{22} がスイッチオ
フされる。) : インターバル (4) の開始時に t_2 で S_{11}
がスイッチオンされるので、第1位相と第3位相間での
補助転流素子に印加される電圧 V_{031} はゼロである。そ
の結果、電流 i_{sg1} および i_{a31} はメイン・スイッチ S_{11}
および S_{31} を介してフリー・ホイーリング (freewheeling circuit)
回路中を流れ、一定にとどまる。直線的に変
化する電流 i_{sg2} および i_{sg3} はその極性を変え、
 i_{sg2} は t_3 で負のブースト電流 $-i_b$ に達する。

【0038】インターバル (5) ($t_3 \leq t \leq t_4$; t_3 で S_{22} がスイッチングオフされ; t_4 で S_{21} がスイッチ
ングオンされ、 S_{31} がスイッチングオフされる。)
インターバル (5) での動作モードは、 t_3 で S_{22} がスイ
ッチングオフされる能動的プロセスによって起動され、
電流 i_{sg2} は第2スイッチ・グループ内の3つの容量中
に転流し、その電荷は発振プロセス中に逆転する。電流
は次の値に達する:

【0039】

【数式2】

$$i_{sg2}(t_4) \approx -i_b - \frac{|V_{i12}|}{\sqrt{3 \cdot C_r}},$$

$$i_{a31} = i_{a31}(t_5) - (|V_{i12}| \cdot t / L_r)$$

$$\text{ここで, } L_r = L_{r3}$$

$$i_{a32} = i_{a32}(t_5) - (|V_{i12}| \cdot t / L_r)$$

$$\text{ここで, } L_r = L_{r2}$$

その結果、電流 i_{sg1} , i_{sg2} , i_{sg3} は式 (5) に従
ってその極性を変える。

【0043】インターバル (8) ($t_6 \leq t \leq t_7$; t_6

$$i_{a31} = (t_6) = 0$$

$$i_{a32} = (t_7) = 0$$

ゼロ電流スイッチとして、電流がゼロの時にスイッチ A
 S_{31} および AS₃₂ が受動的にターンオフする。

【0044】インターバル (9) ($t_7 \leq t$; t_7 で AS
 S_{32} はスイッチオフする。) : t_7 で AS₃₂ がスイッチオ
フすると、インターバル (9) はスイッチング状態に達す
る。

【0045】ARCP 転流動作間では、スイッチ S_{x2} か
らスイッチ S_{x1} ($x=1, 2$) およびスイッチ S_{x1} から
 S_{x2} ($x=3$) へ電流が転流する。上記の発振プロセス
がオーバラップすることも有り得る。

【0046】アナログ転流動作は、もし図 4 に特定され
るパルス・パターンを使用すれば、出力電流の極性が任
意で、電圧インターバル 60 度毎に発生する。ARCP 転

ここで、 $C_r = C_{r13}$ または $L_r = L_{r3}$ (7)

ここで、 $C_r = C_{r21}$ または C_{r22} または C_{r23} 、
 $L_r = L_{r2}$ (8)

【0040】

【数式3】

$$i_{sg3}(t_4) \approx 2 \cdot \left(i_b + \frac{|V_{i12}|}{\sqrt{\frac{L_r}{3 \cdot C_r}}} \right).$$

ここで、スイッチ電圧がゼロで、 $i_b \approx 0$ さらに S_{21} が
受動的にスイッチオンする時、 $C_r = C_{r21}$ または C_{r22}
または C_{r23} または C_{r11} または C_{r12} または C_{r13} 、
 $L_r = L_{r2}$ または L_{r3} 。

(9)

【0041】インターバル V I ($t_4 \leq t \leq t_5$; t_4 で
 S_{21} はスイッチオンし、 S_{31} はスイッチオフする; t_5
で S_{32} はスイッチオンする。) : インターバル (6) はス
イッチ S_{31} を能動的にスイッチオフすると始動される。
電流 i_{sg3} は第3スイッチ・グループ内の3つの容量中
に転流し、その電荷を逆転させ、ついにはスイッチ電圧
がゼロでスイッチ S_{32} がスイッチオンする。

【0042】インターバル V II ($t_5 \leq t \leq t_6$; t_5
で S_{32} がターンオンし、 t_6 で AS₃₁ がターンオフす
る。) : 2つの能動補助転流素子に印加される電圧が
 $V_{031} = V_{032} = -V_{i12}$ となると、次式のように電流が
直線的に低下する:

(10)

$$i_{sg3} = i_{sg3}(t_5) - (|V_{i12}| \cdot t / L_r)$$

(11)

で AS₃₁ はスイッチオフし、 t_7 で S_{32} はスイッチオフ
する。) : t_6 および t_7 で、電流は次式の値に至る:

(12)

(13)

流動作中では、互いに反対極性の出力電流を持つ出力位
相同士間にあるこれらの2つの補助スイッチが常に用い
られる。ARCP 動作中における能動補助転流パスに印
加される電圧は常に、最大値を持つ継続入力電圧であ
る。ARCP 転流動作に加えて、各々の場合に、補助転
流素子を必要としない、スイッチング周波数の周期持続
時間 T_s 每の各々のスイッチ・グループ内での2つの非
同期自然 ZVS 転流動作 (容量性転流動作) が存在す
る。

【0047】誘導性転流動作、すなわち4象限スイッチ
のためのハード能動スイッチオン・プロセスは、もし図
4 に示す旧いパルス・パターンを電圧インターバルの最後
で用い、新しい電圧インターバルが周期持続時間 T_s が終

わる以前に開始されれば、各々のスイッチ・グループ内で実現されることもある。新しい電圧インターバルのためのパルス・パターンは、この新しい周期持続時間 T_s が開始されるまでは使用されないことが前提条件である。しかしながら、4象限スイッチ用のこのようなハード・スイッチオン・プロセス中に失われる結果エネルギーは、スイッチング周波数 f_s が充分高ければ無視されるのが普通であるが、この理由は、この誘導性転流動作の転流電圧は常に、電圧インターバルの最後でその極性が変わる非常に低い縦続入力電圧であるからである。

【0048】もある位相の出力電流が周期持続時間 T_s 中の任意の時点でその極性を変え、さらに、新しいパルス・パターンがスイッチング周波数の新しい周期持続時間 T_s までは使用されない場合、ARCP転流動作は本質的に上記したように発生する。これは、たとえ、ARCP転流動作の前または間に出力電流がその極性を変えた場合にも当てはまる。

【0049】しかしながら、最悪の場合、もし出力電流がその極性を変えた後で、古いパルス・パターンのスイッチング・シーケンスが使用されれば、2つの容量性転流動作が2つの誘導性転流動作に変成されることもあり得る。その結果、あるスイッチ・グループ内の共鳴容量によって蓄積されたエネルギーがスイッチの能動的スイッチングオン・プロセス間に熱に変換される能動的スイッチオン・プロセスが2つ発生し得ることになる。それにもかかわらず、これら双方のあり得る誘導性転流動作のための転流電圧が常に、比較的小さな値を持つ60度の電圧インターバル中の2つの縦続入力電圧の内の1つであることは、発明の長所である。

【0050】入力電圧の60度電圧インターバルにおける変化またはコンバータの出力電流における極性変化によって引き起こされる誘導性転流動作を例外として、本発明による準共鳴マトリクス・コンバータ内にあるスイッチは原則として、ゼロ電圧スイッチとして動作する。しかしながら、もし出力電流が、位相電流のゼロ交差の前または後では非常に小さければ、容量性転流動作は、極端に長い転流動作を避けるために、最大転流期間 t_{cmax} が過ぎる前にハード能動的スイッチオン・プロセスによって終了されることがある。その結果、次式で示す領域が存在する：

【0051】

【数式4】

$$\frac{t_{hard}}{T_0} = \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot C_r \cdot v_N}{\sqrt{2} \cdot t_{cmax} \cdot i_o}, \quad (14)$$

ここで、 t_{hard} = (コンバータのそれぞれ入力および出力での電流波形および電圧波形の変形を避けるためにZVS領域が残されているところの) ハード・スイッチングが発生する時間インターバル、

T_0 = 出力電流の周期持続時間、

v_N = 縦続定格入力電圧、
 t_{cmax} = 容量性転流動作の最大転流期間、
 i_o = 出力電流の振幅、
 C_r = 共鳴容量 C_{r11} から C_{r33} の内の1つ、である。

【0052】ここで、1つまたは2つの容量性転流動作がハード能動的スイッチングオン・プロセスによって終了されるので、ゼロ電圧スイッチングの領域が残される。上述の能動的スイッチングオン・プロセスの場合と同様に、各々のスイッチ・グループの共鳴容量は、能動的にスイッチオンするスイッチを介して逆転された電荷を有し、その結果、損失を生じる。入力電圧および出力電流が特定の応用によって支配される場合、ゼロ電圧スイッチングの残余の領域は次式で表される：

【0053】

【数式5】

$$\frac{t_{soft}}{T_0} = 1 - \frac{t_{hard}}{T_0}. \quad (15)$$

ここで、 t_{soft} = スイッチングが完全にソフトに実行される時間インターバルであり、該新しい準共鳴コンバータは共鳴容量および t_{cmax} によって定義される。上記したように、ZVS領域もまた、1スイッチ・グループ当たり最大の1つのスイッチング・プロセスのための2つの60度電圧インターバル同士間の境界に残される。

【0054】共鳴容量、共鳴インダクタンスの選択(selection)，およびブースト電流の選択(choice)によって、損失、転流時間、最小デューティ比ならびに、準共鳴マトリクス・コンバータ内で発生する $d i / d t$ (電流勾配) および $d u / d t$ (電圧勾配) が実質的に支配される。すべての値は、一方では、損失が最小であり、他方では、転流時間が充分短くなるように選択されるべきである。。共鳴容量の選択は、ARCP転流動作の転流電圧が少ししか変動しないので簡単である。外部容量の他にも、どの場合にも常に存在するパワー半導体の出力容量もまた共鳴容量として用いてよい。

【0055】DC中間回路を持つARCPコンバータの場合に必要とされる妥協とは異なって、ARCPマトリクス・コンバータを設計する際(特に、共鳴容量を設計する際)、ゼロ電圧スイッチング領域を残しておくこともまた必要である。チューニング済み回路中にブースト電流によって導入された追加のエネルギーは、ARCP発振位相期間中に発生するエネルギー損失よりかなり大きいことが望ましい。3つの補助スイッチの内2つが、準共鳴マトリクス・コンバータ内のゼロ電圧スイッチと同じスイッチング周波数で定常状態で動作する。補助スイッチは非常に短い電流パルスを導通させるだけなので、これらのスイッチの定格電流はメイン・スイッチのそれより非常に小さくできる。特に、複数のMCTが中及び高スイッチング周波数用に使用されることが可能、また、

逆方向にターンオフするサイリスタが低スイッチング周波数及び高出力電力用に用いることもできる。

【0056】図6に、電圧インターバル6におけるスイッチ電圧 V_{c11} 、 V_{c12} 、 V_{c13} およびスイッチ・グループ電流 i_{sg1} を示す。出力電流 i_{o1} は正なので、パルス・パターン $S_{12} \rightarrow S_{11} \rightarrow S_{13} \rightarrow S_{12}$ が、図4の表による第1のスイッチ・グループ内で実現される。 i_{sg1} の極性の変化は、出力電流 i_{o1} が S_{12} から S_{11} にARCP転流動作されたことを示す。 S_{11} から S_{13} へのおよび S_{13} から S_{12} への他の2つの転流動作は自然ZVS転流動作であり、補助転流素子を用いることはない。

【0057】非常に低い値を持つ出力電流 i_{o1} によって引き起こされる電圧インターバル6内の S_{11} から S_{13} への非常に遅い容量性転流動作の終了を図7に見ることができる。第一に、スイッチ S_{11} はスイッチオフされ(メイン・スイッチ S_{11} のスイッチング状態変数 s_{11} を参照)、次に、 S_{11} の両端に印加される電圧がゆっくりと上昇する。一度最大転流期間 t_{cmax} が経過すると、容量性転流動作が、スイッチ S_{13} による能動的スイッチング一オン・プロセスによって終了する。電圧 V_{c11} は $V_{c11} = V_{i13}$ となる新しい値にまで急速に上昇し、 S_{13} は出力電流 i_{o1} を導通させる。

【0058】図8に、出力電流が別のゼロ交差をする時間周期にわたる準共鳴マトリクス・コンバータの3つのスイッチ・グループ中の電流 i_{sg1} 、 i_{sg2} 、 i_{sg3} を示す。式(7)、(8)、(9)から期待されるように、同一の数学符号を持つ出力電流を導通させる2つのスイッチ・グループは、さらなるスイッチ・グループの電流振幅の半分である一つの電流振幅を、ARCP転流動作中に有するだけである。力率 $\cos\phi_1 = 1$ が入力部で達成される時の、 $\phi_0 = 30$ 度という出力位相シフトに対する出力電圧 V_{o1} および入力電流 i_{i1} を図9に示す。

【図面の簡単な説明】

【図1】準共鳴3相マトリクス・コンバータの回路構成を示す図本発明の一実施例に係わる情報記録／再生装置を示す分解斜視図である。

【図2】その等価回路を示す図である。

【図3】入力電圧の場合の60度電圧インターバルの定義を示す図である。

【図4】準共鳴マトリクス・コンバータのパルス・パターンおよびスイッチング・シーケンスを表す表である。

【図5】ARCP転流動作の場合の電流波形および電圧波形を示す図である。

【図6】準共鳴マトリクス・コンバータの第1のスイッチ・グループのスイッチ電圧およびスイッチ・グループ電流を示す図である。

【図7】準共鳴マトリクス・コンバータのメイン・スイッチの状態および出力電流のスイッチ電圧およびスイッチング状態の変数を示す図である。

【図8】準共鳴マトリクス・コンバータの3つのスイッチ・グループのスイッチ・グループ電流を示す図である。

【図9】準共鳴マトリクス・コンバータの出力電圧の入力電流を示す図である。

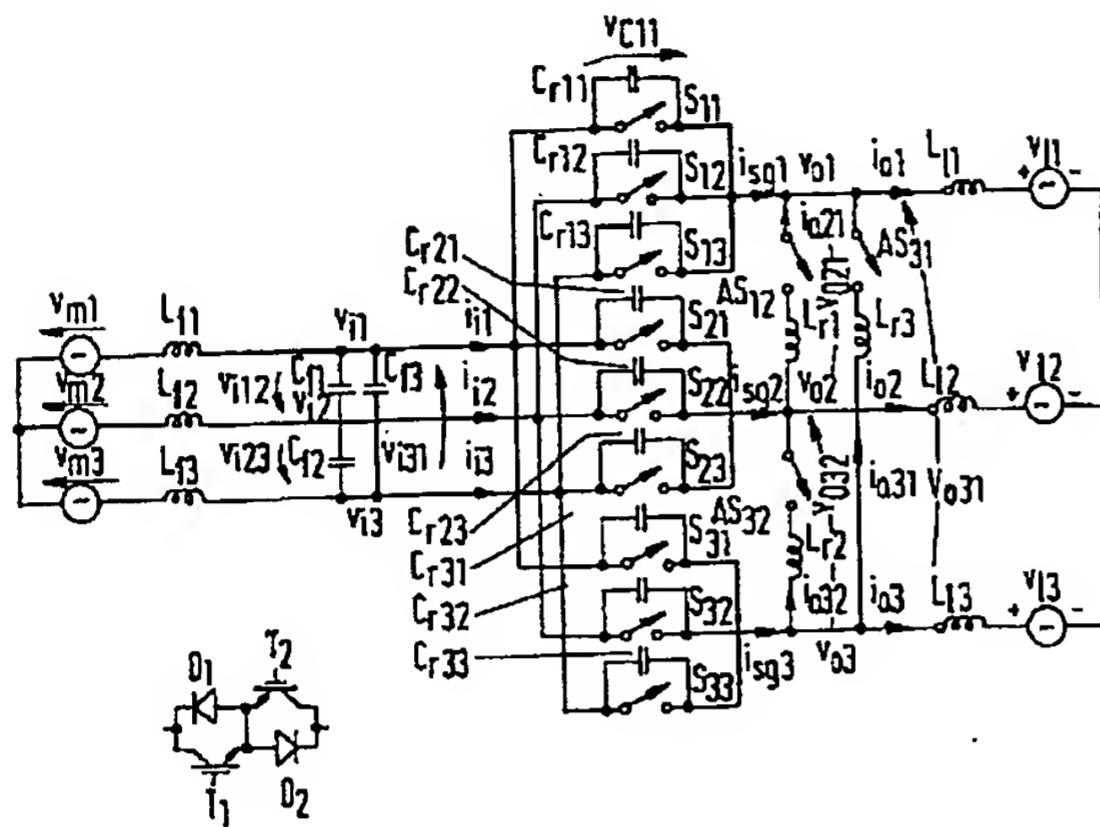
【符号の説明】

1、2、3、4、5、6…電圧インターバル(V_i インターバル)， a …ARCP転流
 AS_{12} 、 AS_{32} 、 AS_{31} …補助転流素子の補助スイッチ， AS …補助スイッチの総称， B …逆方向， C …自然容量性転流(ZVS)， C_e …転流容量， C_{cmin} …転流容量の最小値， C_{f1} 、 C_{f2} 、 C_{f3} …フィルタ容量， C_r …共鳴容量の総称， C_{r11} 、 C_{r12} 、 C_{r13} …第1スイッチ・グループ中の共鳴容量， C_{r21} 、 C_{r22} 、 C_{r23} …第2スイッチ・グループ中の共鳴容量， C_{r31} 、 C_{r32} 、 C_{r33} …第3スイッチ・グループ中の共鳴容量， D_1 、 D_2 …逆バイアス・ダイオード， F …順方向， f_i …主電源周波数， f_s …スイッチング周波数， i_{a32} 、 i_{a31} 、 i_{a21} …補助転流素子中を流れる電流， i_b …ブースト電流， i_L …負荷電流(=モータの位相電流)， i_o …出力電流の振幅， i_{o1} 、 i_{o2} 、 i_{o3} …負荷接続部における出力電流， i_{i1} 、 i_{i2} 、 i_{i3} …スイッチ・グループの入力電流， i_{sg1} 、 i_{sg2} 、 i_{sg3} …スイッチ・グループ電流， L …転流インダクタンス， L_{cmin} …転流インダクタンスの最小値， L_{i1} 、 L_{i2} 、 L_{i3} …負荷インダクタンス， L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} …フィルタ・インダクタンス， L_r …共鳴インダクタンス(総称)， L_{r1} 、 L_{r2} 、 L_{r3} …共鳴インダクタンス， SC 1、 SC 2…スイッチ， S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} …第1スイッチ・グループ内のメイン・スイッチ， S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} …第2スイッチ・グループ内のメイン・スイッチ， S_{31} 、 S_{32} 、 S_{33} …第3スイッチ・グループ内のメイン・スイッチ， S …メイン・スイッチ(総称)， s_{11} … S_{11} のスイッチング状態変数， T_1 、 T_2 …IGBT半導体， T_i …主電源の周期持続時間， T_s …スイッチング周波数の周期持続時間， T_o …出力電流の周期持続時間， t …時間(総称)， t_{cmax} …最大転流持続時間， t_{hard} …ハード転流動作の場合の時間インターバル， t_{soft} …ソフト転流動作の場合の時間インターバル， V_i …入力電圧の振幅， V_{o1} 、 V_{o2} 、 V_{o3} …スイッチ・グループの出力電圧， V_{o12} 、 V_{o32} 、 V_{o31} …補助転流素子の電圧， V_{i1} 、 V_{i2} 、 V_{i3} …スイッチ・グループの入力電圧， V_{i12} 、 V_{i23} 、 V_{i31} …連結入力電圧， V_{i1} 、 V_{i2} 、 V_{i3} …負荷電圧， V_c …転流電圧， V_{c11} 、 V_{c12} 、 V_{c13} 、 V_{c21} 、 V_{c22} 、 V_{c23} 、 V_{c31} 、 V_{c32} 、 V_{c33} …スイッチ電圧=共鳴容量に印加される電圧， V_{m1} 、 V_{m2} 、 V_{m3} …主電源電圧， V_N …連結定格入力電圧， V_{sc1} 、 V_{sc2} …スイッチに印加される電圧， x …変数($x = 1, 2, 3$)， θ_1 …入力電圧と入力電流間の位相のシフト， ϕ_0 …出力電圧と出力電流間の位相のシフト

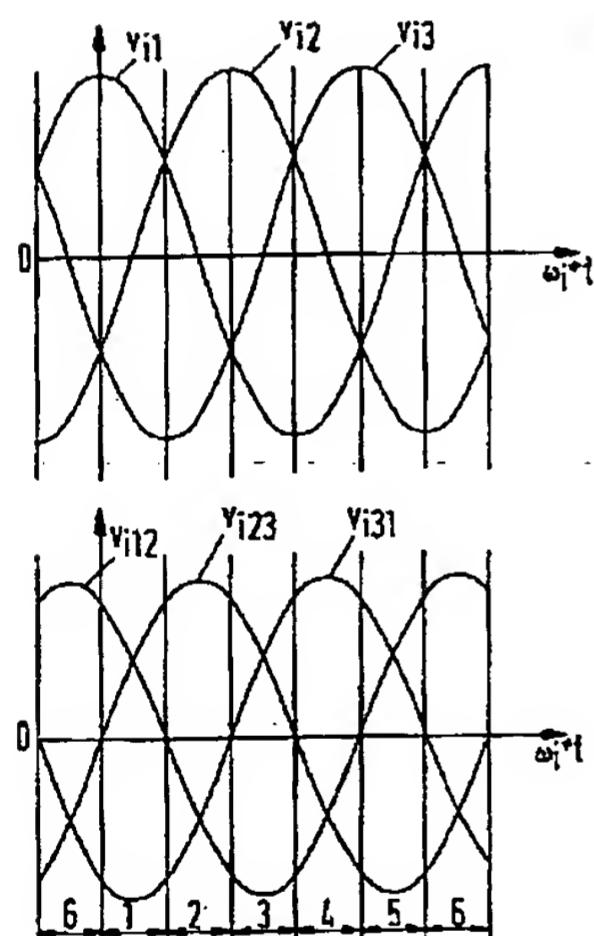
相のシフト, ω_1 …主電源の角周波数, ω_0 …出力角周波数, θ_1 …入力電圧同士間のシフト角度, θ_0 …出力電流同士間のシフト角度, ZCS …ゼロ電流スイッチ,

ZVS …ゼロ電圧スイッチ, ARCP …補助共鳴転流済み極,

【図1】



【図3】

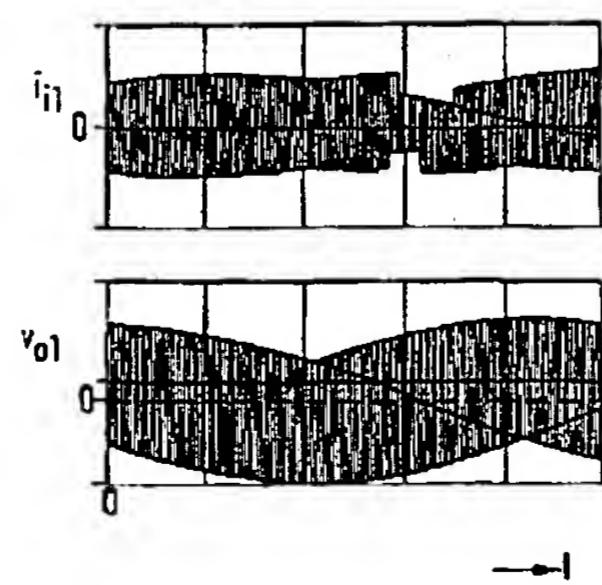


【図4】

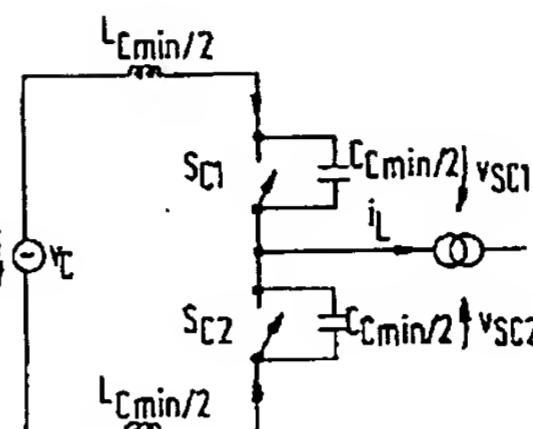
電圧
i_{ox} の方向 パルス・パターンとスイッチング・シーケンス
インターバル
 $x = (1, 2, 3)$ (F: 順方向; B: 逆方向;
 $x = (1, 2, 3)$; a: ARCP 転流;
c: 容量性 (ZVS) 転流;

| | | | |
|---|--------------|--|---|
| 1 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x3} \sqcup - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x3}$ | F |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x1} \sqcup - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x1}$ | B |
| 2 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x3} \sqcup - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x3}$ | B |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x2} \sqcup - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x2}$ | F |
| 3 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x1} \sqcup - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x1}$ | F |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x2} \sqcup - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x2}$ | B |
| 4 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x1} \sqcup - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x1}$ | B |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x3} \sqcup - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x3}$ | F |
| 5 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x2} \sqcup - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x2}$ | F |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x3} \sqcup - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x3}$ | B |
| 6 | $i_{ox} > 0$ | $S_{x2} \sqcup - S_{x1} \sqsubseteq - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x2}$ | B |
| | $i_{ox} < 0$ | $S_{x1} \sqcup - S_{x2} \sqsubseteq - S_{x3} \sqsubseteq - S_{x1}$ | F |

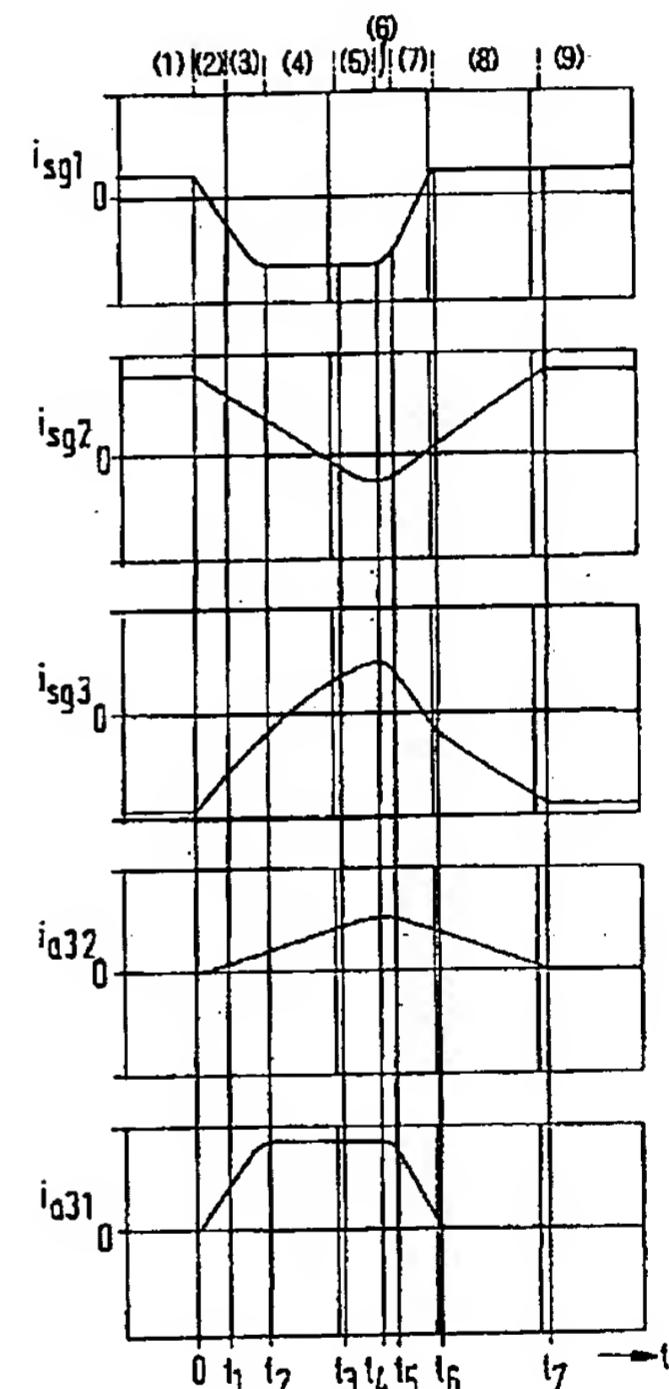
【図9】



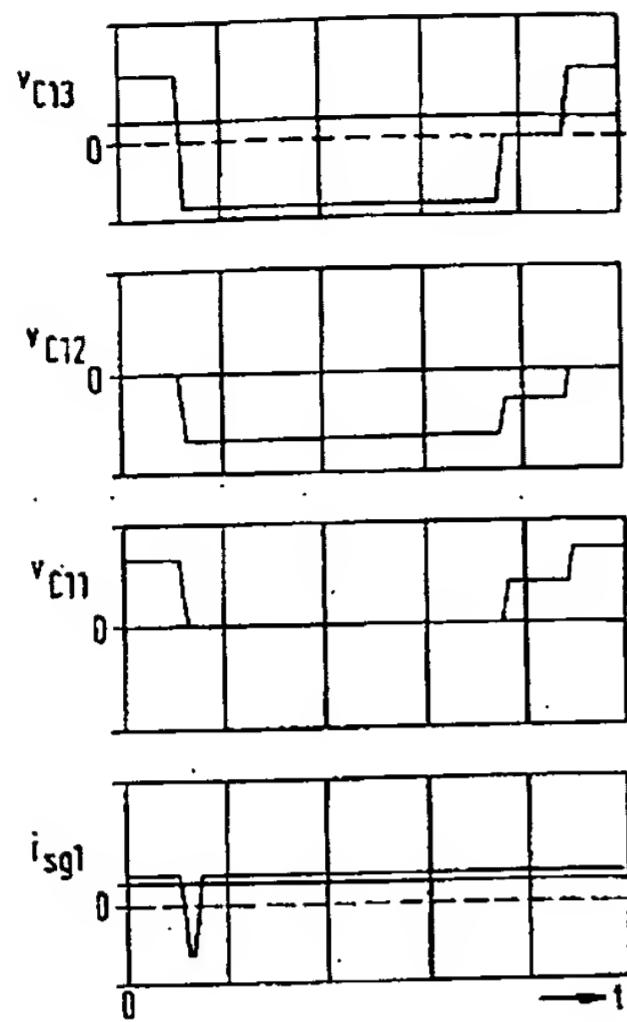
【図2】



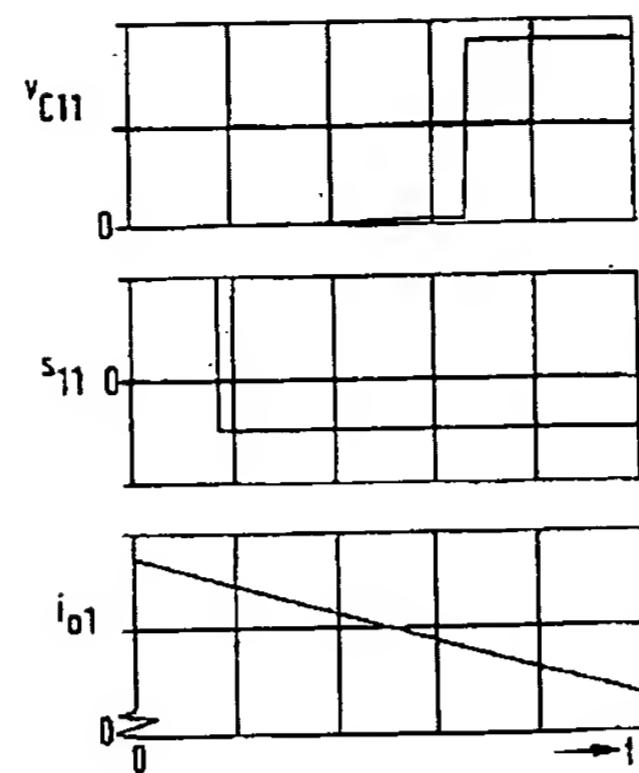
【図5】



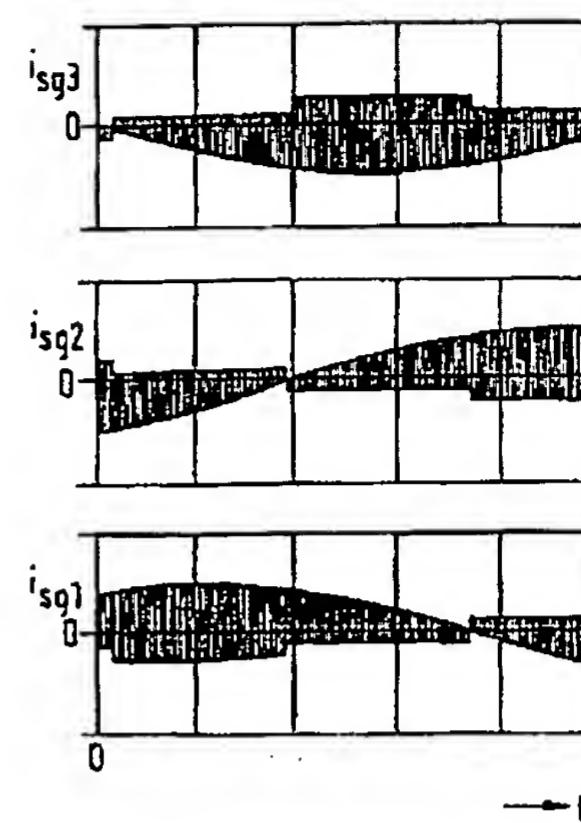
【図6】



【図7】



【図8】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER: _____**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.